

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-281742

(43)Date of publication of application : 27.09.2002

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 2001-082999

(71)Applicant : DENSEI LAMBDA KK

(22)Date of filing : 22.03.2001

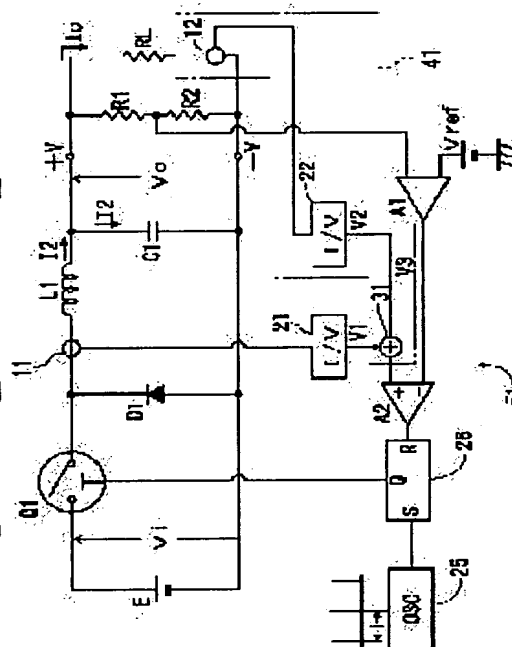
(72)Inventor : TERASHI HIROTO

## (54) CURRENT MODE DC-DC CONVERTER

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a current mode DC-DC converter whose output voltage is not significantly varied even if a load current is suddenly varied.

**SOLUTION:** If a load current  $I_o$  is suddenly varied, a feed forward circuit 41 detects the variation component of the load current  $I_o$  and adds the variation component to a detection signal of a coil current  $I_2$ . A current mode control circuit 51 compares a value obtained by adding the variation component of the load current  $I_o$  to the detection signal of the coil current  $I_2$  with an error signal from an error amplifier A1 and controls a switching operation of a switching device Q1 according to the comparison result. With such a constitution, the coil current  $I_2$  is quickly varied following the sudden variation of the load current  $I_o$  and a variation component of an output voltage  $V_o$  can be reduced.





【特許請求の範囲】

【請求項1】 負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えたことを特徴とするカレントモードDC/DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号との比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータに関する。

【0002】

【発明が解決しようとする課題】一般にDC/DCコンバータ、特にカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータは、出力側のチョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号との比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御することで、負荷に供給する直流出力電圧の安定化を図っている。

【0003】図3は、こうしたカレントモードDC/DCコンバータの一例を示す回路図である。同図において、Eは入力電圧 $V_i$ を供給する直流電源で、この直流電源Eの両端間にはスイッチング素子Q1と転流ダイオードD1との直列回路が接続されると共に、転流ダイオードD1の両端間にはチョークコイルL1と平滑コンデンサC1との直列回路が接続され、スイッチング素子Q1のスイッチングにより平滑コンデンサC1に発生した直流出力電圧 $V_o$ を、出力端子+V、-V間に接続した負荷である負荷抵抗RLに供給するように構成している。また、出力電圧 $V_o$ の安定化を図るフィードバック回路として、ここでは出力端子+V、-V間に接続した出力電圧検出用の分圧抵抗R1、R2と、この分圧抵抗R1、R2の接続点から出力される出力電圧検出信号と基準電圧 $V_{ref}$ との誤差を増幅するエラーアンプA1と、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2を検出する電流検出器11と、この電流検出器11からの検出電流を電圧に変換する電流/電圧変換器21と、電流/電圧変換器21から供給されるコイル電流検出信号の電圧値V1が、エラーアンプA1から出力される基準信号としての誤差信号の電圧値V3を越えると、前記スイッチング素子Q1をオフにするリセットパルスを出力するコンパレータA2と、発振器25から出力される周期Tのセットパ

ルスによりスイッチング素子Q1をターンオンさせ、コンパレータA2からのリセットパルスによりスイッチング素子Q1をターンオフさせるRSフリップフロップ回路26とを備えたカレントモード制御回路51が接続される。

【0004】上記図3の回路では、スイッチング素子Q1が発振器25からのセットパルスによりオンすると、転流ダイオードD1はオフして、チョークコイルL1と平滑コンデンサC1との直列回路に入力電圧 $V_i$ が印加され、コイル電流I2は時間と共に直線的に増加する。そして、負荷抵抗RLが消費する電流すなわち負荷電流Ioよりも、このコイル電流I2が大きくなると、平滑コンデンサC1に電荷が蓄積され、平滑コンデンサC1ひいては負荷抵抗RLの両端間の出力電圧 $V_o$ も上昇する。一方、カレントモード制御回路51では、分圧抵抗R1、R2により出力電圧 $V_o$ を分圧した電圧検出信号を、エラーアンプA1で基準電圧 $V_{ref}$ と比較し、その誤差分を増幅した誤差信号を、コンパレータA2の一方の入力端子に供給する。またこれとは別に、チョークコイルL1を流れるコイル電流I2が電流検出器11により検出され、このコイル電流I2に見合うコイル電流検出信号が、電流/電圧変換器21からコンパレータA2の他方の入力端子に供給される。そしてコンパレータA2は、誤差信号の電圧値V3とコイル電流検出信号の電圧値V1とを比較し、電流検出信号の電圧値V1が誤差信号の電圧値V3を越えると、コンパレータA2からリセットパルスを出して、出力端子の電圧レベルをH（高）レベルからL（低）レベルに切換え、スイッチング素子Q1をオフにする。

【0005】スイッチング素子Q1がオフすると、転流ダイオードD1がオンしてチョークコイルL1にそれまで蓄えられていたエネルギーが放出する。これに伴ない、チョークコイルL1のコイル電流I2は時間と共に直線的に減少し、コイル電流I2が負荷電流Ioよりも小さくなると、平滑コンデンサC1から負荷抵抗RLへ電荷が供給され、出力電圧 $V_o$ が低下する。そして、1周期後に発振器25からセットパルスが発生し、再びスイッチング素子Q1がオンして、コイル電流I2および出力電圧 $V_o$ が再び増加するようになる。

【0006】このように、スイッチング素子Q1をスイッチングすることにより、出力電圧 $V_o$ はリップル変動するが、この変動幅は出力電圧 $V_o$ の大きさと比べて無視できる程度のものであり、実質的に出力電圧 $V_o$ は所定の値に安定しているとみなすことができる。また、スイッチング素子Q1のオン状態には、チョークコイルL1のコイル電流I2が増加すると、1/4周期遅れて出力電圧 $V_o$ も上昇し、スイッチング素子Q1のオフ状態には、チョークコイルL1のコイル電流I2が減少すると、1/4周期遅れて出力電圧 $V_o$ も減少する。つまり、コイル電流I2とエラーアンプA1の出力端子から

の誤差信号は比例関係にある。

【0007】図4は、上記図3の回路において、定常時における負荷電流 $I_o$ 、コンデンサ充放電電流 $I_1$ およびコイル電流 $I_2$ の各波形を示したものである。上述したように、スイッチング素子 $Q_1$ のオン状態ではコイル電流 $I_2$ が直線的に増加し、コイル電流 $I_2$ が負荷電流 $I_o$ を上回ると、コンデンサ充放電電流 $I_1$ は放電から充電にその向きを変える。一方、スイッチング素子 $Q_1$ がオフになるとコイル電流 $I_2$ は直線的に減少し、コイル電流 $I_2$ が負荷電流 $I_o$ を下回ると、コンデンサ充放電電流 $I_1$ は充電から放電にその向きを変える。定常時には、スイッチング素子 $Q_1$ のスイッチングに伴って、コンデンサ充放電電流 $I_1$ およびコイル電流 $I_2$ がリップル変動する(図4の $\Delta I_1$ 、 $\Delta I_2$ を参照)。

【0008】ところで、上記カレントモード制御回路51を有するDC/DCコンバータでは、負荷電流 $I_o$ の急変時にエラーアンプA1やコンパレータA2からなる制御系の遅れなどにより、出力電圧 $V_o$ の安定性が損なわれ、出力電圧 $V_o$ が大きく変動するという問題がある。具体的には図5のグラフにも示すように、出力電流 $I_o$ が例えば $t_o$ の時点で急変増加したとすると、最初にこの増加分に見合う電荷が平滑コンデンサ $C_o$ から負荷抵抗 $R_L$ に供給されると共に、コイル電流 $I_2$ についてはコイル電流検出信号の電圧値 $V_1$ も徐々に増加する。しかしカレントモード制御回路51は、その内部の遅れによって出力電圧 $V_o$ を一定に維持するのに必要なパルス駆動信号を直ぐにスイッチング素子 $Q_1$ に供給することができず、出力電圧 $V_o$ は負荷電流 $I_o$ の急変直後に大きく低下する(図5の変動分 $\Delta V_o$ を参照)。

【0009】また上記カレントモード制御回路51は、定常状態の安定性確保のために、エラーアンプA1やコンパレータA2に周波数特性を改善するための位相補償回路(図示せず)が設けられている。しかし、ここでのフィードバック自体が、出力されるコイル電流 $I_2$ や出力電圧 $V_o$ を検出し、それを補償する構成となっているため、カレントモード制御回路51内で遅れがあれば、やはり出力電圧 $V_o$ が変動する。

【0010】本発明は、上記の課題に着目して成されたものであって、負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータは、負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分

を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えて構成される。

【0012】この場合、定常時には負荷電流が殆ど変化しないため、フィードフォワード回路は負荷電流の変化分を検出せず、カレントモード制御回路は従来と同様に、チョークコイルを流れるコイル電流の検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御する。したがって、定常時におけるカレントモード制御の特性は変化しない。

【0013】一方、何らかの原因で負荷電流が急変すると、フィードフォワード回路はこのときの負荷電流の変化分を検出して、その変化分をコイル電流の検出信号に加算する。カレントモード制御回路は、コイル電流の検出信号に負荷電流の変化分を加えた値と基準信号としての出力電圧の誤差信号とを比較し、その比較結果に基づいてスイッチング素子のスイッチングを制御する。これにより、負荷電流の急変にコイル電流が速やかに変化するようなスイッチングパルスを、カレントモード制御回路からスイッチング素子に供給することができ、出力電圧の変動分を小さくすることができる。

【0014】

【発明の実施形態】以下、本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータについて、添付図面を参照して詳細に説明する。なお、前記従来例で示した図3と同一部分には同一符号を付し、その共通する箇所の詳細な説明は重複するため省略する。

【0015】図1は、本発明の一実施例によるカレントモードDC/DCコンバータを示している。従来例における図3と異なる点は、カレントモード制御回路51の遅れをバイパスするために、負荷抵抗 $R_L$ を流れる負荷電流 $I_o$ の変化分を直接検出する電流検出器12と、この電流検出器12からの検出電流を電圧に変換する電流/電圧変換器22と、電流/電圧変換器21から供給されるコイル電流検出信号の電圧値 $V_1$ に、電流/電圧変換器22から供給される変化分検出信号の電圧値 $V_2$ を加算して、この加算値をコンパレータA2に供給する加算器31とからなるフィードフォワード回路41を付加したことにある。なお、その他の構成は前記図3の回路と共通している。

【0016】次に、上記図1の回路構成について、その作用を図2の波形を参照しながら説明する。なお、図2は負荷電流 $I_o$ の急変時前後における各部の波形を示しており、上段より負荷電流 $I_o$ 、出力電圧 $V_o$ 、電流/電圧変換器21からのコイル電流検出信号の電圧値 $V_1$ 、電流/電圧変換器22からの変化分検出信号の電圧値 $V_2$ の各波形が示されている。

【0017】定常時における動作は、前記図3に示す従来例で説明したものと同一である。すなわち負荷電流 $I_o$ がほぼ一定の場合、この負荷電流 $I_o$ の変動分を検出する電流検出器12からは何も出力されず、フィードフォ

10

20

30

40

50

ワード回路41はカレントモード制御回路51に対し何も作  
用しない状態となる。したがって、スイッチング素子Q  
1がオンすると、コイル電流I<sub>2</sub>が時間と共に直線的に  
増加し、コイル電流I<sub>2</sub>が負荷電流I<sub>o</sub>を上回ると、コン  
デンサ充放電電流I<sub>1</sub>は放電から充電にその向きを変  
える。このときカレントモード制御回路51では、出力電  
圧V<sub>o</sub>を分圧した電圧検出信号と基準電圧V<sub>ref</sub>とをエ  
ラーアンプA1で比較すると共に、その誤差分を増幅し  
た誤差信号の電圧値V<sub>3</sub>を、コイル電流I<sub>2</sub>に対応する  
コイル電流検出信号の電圧値V<sub>1</sub>とコンパレータA2で  
比較しており、コイル電流検出信号の電圧値V<sub>1</sub>が誤差  
信号の電圧値V<sub>3</sub>を越えると、コンパレータA2からの  
リセットパルスにより、カレントモード制御回路51はR  
Sフリップフロップ回路26を通してスイッチング素子Q  
1をオフにする。

【0018】スイッチング素子Q1がオフすると、コイ  
ル電流I<sub>2</sub>はそこから時間と共に直線的に減少し、コイ  
ル電流I<sub>2</sub>が負荷電流I<sub>o</sub>を下回ると、コンデンサ充放  
電電流I<sub>1</sub>は充電から放電にその向きを変える。そし  
て、1周期後に発振器25からセットパルスが発生し、R  
Sフリップフロップ回路26を通して、カレントモード制  
御回路51はスイッチング素子Q1をオンにする。このよ  
うに、カレントモード制御回路51は、負荷電流I<sub>o</sub>とリ  
ップル電流であるコンデンサ充放電電流I<sub>1</sub>との和をコ  
イル電流I<sub>2</sub>として検出するが、定常時において出力電  
流I<sub>o</sub>がほぼ一定の場合は、コンデンサ充放電電流I<sub>1</sub>  
のリップル変動分もほぼ一定になる。

【0019】一方、図2に示すように、負荷状態の変動  
などにより出力電流I<sub>o</sub>がt<sub>o</sub>の時点で急変増加する  
と、フィードフォワード回路41を構成する電流検出器12  
はこの負荷電流I<sub>o</sub>の変化分を検出して、それに見合う  
検出電流を電流/電圧変換器22に送り出す。電流/電圧  
変換器22は、電流検出器12からの検出電流を変化分検出  
信号として電圧に変換し、この変化分検出信号の電圧値  
V<sub>2</sub>が、加算器31にて別の電流/電圧変換器21からのコ  
イル電流検出信号の電圧値V<sub>1</sub>に加算される。このとき  
後段のコンパレータA2では、コイル電流検出信号の電  
圧値V<sub>1</sub>に負荷電流I<sub>o</sub>の変化分を加味した電圧値V<sub>2</sub>  
を加えた電圧値(V<sub>1</sub>+V<sub>2</sub>)で、エラーアンプA1から  
の誤差信号の電圧値V<sub>3</sub>との比較がなされるので、コン  
パレータA2からスイッチング素子Q1に対し、負荷  
電流I<sub>o</sub>の急変にコイル電流I<sub>2</sub>が速やかに変化するよ  
うなスイッチングパルスがRSフリップフロップ回路26  
を通して供給される。したがって、コイル電流I<sub>2</sub>の変  
化により負荷電流I<sub>o</sub>の急変分をある程度補うことで、  
コンデンサ充放電電流I<sub>1</sub>の変動をなくことができ、  
結果的に従来よりも出力電圧V<sub>o</sub>の落ち込みすなわち変  
動分ΔV<sub>o</sub>を小さくすることができる。特にこれは、フ  
ィードフォワード補償用のコンパレータA2の応答性が  
高速である程、負荷電流I<sub>o</sub>の急変時における出力電圧

V<sub>o</sub>の変動分ΔV<sub>o</sub>が小さくなる。

【0020】また、負荷電流I<sub>o</sub>が急変する場合、従来  
のカレントモード制御では、その遅れ分に相当する電荷  
が平滑コンデンサC1から抵抗負荷R<sub>L</sub>にエネルギーと  
して放電され、コンデンサ充放電電流I<sub>1</sub>のリップル変  
動が大きくなるという欠点を生じるが、本実施例ではコ  
イル電流I<sub>2</sub>が負荷電流I<sub>o</sub>の急変を速やかに補うた  
め、負荷電流I<sub>o</sub>の急変時におけるコンデンサ充放電電  
流I<sub>1</sub>のリップル変動が小さくなり、平滑コンデンサC  
1の静電容量を小さくできる。

【0021】以上のように本実施例では、負荷すなわち  
負荷抵抗R<sub>L</sub>に供給する出力電圧V<sub>o</sub>の安定化を図るフ  
ィードバック回路として、チョークコイルL1を流れる  
コイル電流I<sub>2</sub>を検出し、この検出信号と基準信号であ  
るエラーアンプA1からの誤差信号との比較結果に基づ  
き、スイッチング素子Q1のスイッチングを制御するカ  
レントモード制御回路51を備えたカレントモードDC/  
DCコンバータにおいて、負荷抵抗R<sub>L</sub>を流れる負荷電  
流I<sub>o</sub>の変化分を検出し、その変化分をコイル電流I<sub>2</sub>  
の検出信号に加算するフィードフォワード回路41を備え  
ている。

【0022】このようにすると、定常時には負荷電流I  
<sub>o</sub>が殆ど変化しないため、フィードフォワード回路41は  
負荷電流I<sub>o</sub>の変化分を検出せず、カレントモード制御  
回路51は従来と同様に、チョークコイルL1を流れるコ  
イル電流I<sub>2</sub>の検出信号と、エラーアンプA1からの誤  
差信号との比較結果に基づき、スイッチング素子Q1の  
スイッチングを制御する。したがって、定常時における  
カレントモード制御の特性は変化しない。

【0023】一方、何らかの原因で負荷電流I<sub>o</sub>が急変  
すると、フィードフォワード回路41はこのときの負荷電  
流I<sub>o</sub>の変化分を検出して、その変化分をコイル電流I  
<sub>2</sub>の検出信号に加算する。カレントモード制御回路51  
は、コイル電流I<sub>2</sub>の検出信号に負荷電流I<sub>o</sub>の変化分  
を加えた値と、エラーアンプA1からの誤差信号とを比  
較し、その比較結果に基づいてスイッチング素子Q1の  
スイッチングを制御する。これにより、負荷電流I<sub>o</sub>の  
急変にコイル電流I<sub>2</sub>が速やかに変化するようなスイッ  
チングパルスを、カレントモード制御回路51からスイッ  
チング素子Q1に供給することができ、出力電圧V<sub>o</sub>の  
変動分ΔV<sub>o</sub>を小さくすることができる。

【0024】以上、本発明のカレントモードDC/DC  
コンバータについて前記実施例に基づき説明してきた  
が、本発明は前記実施例に限定されるものではなく、種  
々の変形実施が可能である。例えば、実施例では降圧型  
非絶縁のDC/DCコンバータについて説明したが、他  
のチョークコイルを備えた非絶縁DC/DCコンバータ  
や、電力伝送用として絶縁トランスを介在させた例えば  
フォワード型のDC/DCコンバータにも、本発明の概  
念をそのまま適用できる。また本実施例ではピークカレ

ントモードを例にとり説明を行なったが、アベレージカレントモードやその他のカレントモードにも適用できる。

【0025】

【発明の効果】本発明におけるカレントモードDC/DCコンバータは、負荷に供給する出力電圧の安定化を図るフィードバック回路として、チョークコイルを流れるコイル電流を検出し、この検出信号と基準信号としての出力電圧の誤差信号の比較結果に基づき、スイッチング素子のスイッチングを制御するカレントモード制御回路を備えたカレントモードDC/DCコンバータにおいて、前記負荷を流れる負荷電流の変化分を検出し、その変化分を前記コイル電流の検出信号に加算するフィードフォワード回路を備えたものであり、負荷電流の急変時においても出力電圧が大きく変動しないカレントモードDC/DCコンバータを提供できる。

【図面の簡単な説明】

\*

\*【図1】本発明の一実施例によるDC/DCコンバータを示す縦断面図である。

【図2】前記実施例のDC/DCコンバータを概略的に示す平面図である。

【図3】従来のカレントモードDC/DCコンバータを示す回路図である。

【図4】従来のカレントモードDC/DCコンバータにおける定常時の各部の波形図である。

【図5】従来のカレントモードDC/DCコンバータにおける負荷電流急変時の各部の波形図である。

【符号の説明】

L1 チョークコイル

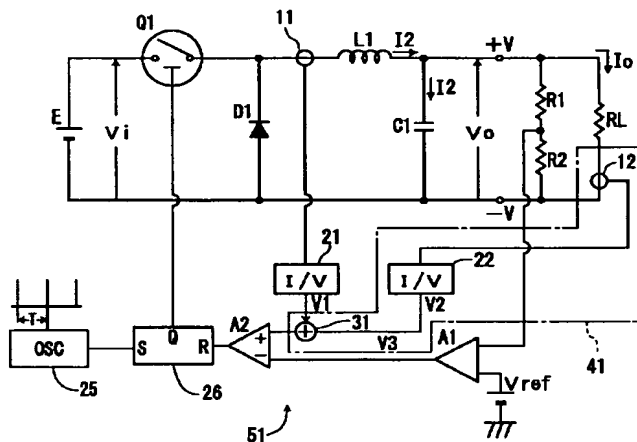
RL 負荷抵抗（負荷）

Q1 スwitchング素子

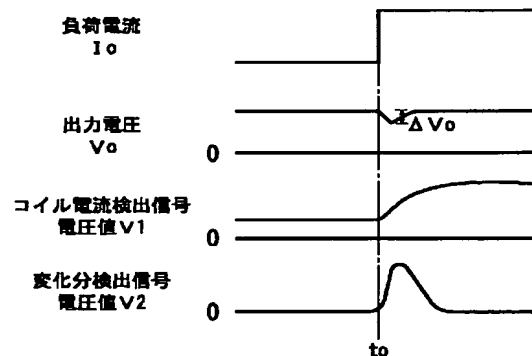
41 フィードフォワード回路

51 カレントモード制御回路

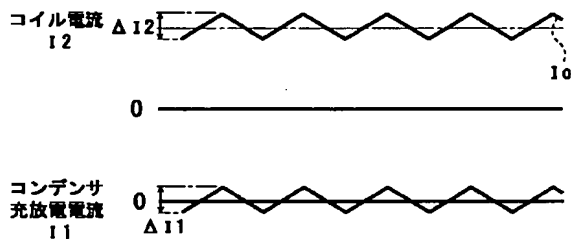
【図1】



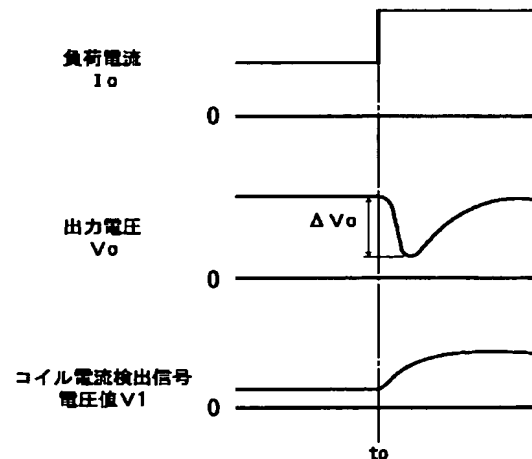
【図2】



【図4】



【図5】



【図3】

